

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s): YOKOGAWA, Naruichi et al.

Application No.:

Group:

Filed: August 2, 2001

Examiner:

For: CARRIER DETECTION CIRCUIT AND INFRARED RAY REMOTE CONTROL  
RECEIVER



#3

L E T T E R

Assistant Commissioner for Patents  
Box Patent Application  
Washington, D.C. 20231

August 2, 2001  
1248-0548P-SP

Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55(a), the applicant hereby claims the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
JAPAN	2000-234926	08/02/00
JAPAN	2000-393355	12/25/00

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to deposit Account No. 02-2448 for any additional fees required under 37 C.F.R. 1.16 or under 37 C.F.R. 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By: 

DONALD J. DALEY  
Reg. No. 34,318  
P. O. Box 747

Falls Church, Virginia 22040-0747

Attachment  
(703) 205-8000  
/kw

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

YOKOGAWA, Naruichi et al.  
August 2, 2001  
BSKB, LLA  
(703) 205-8000  
1248-0548A  
1 of 2

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年 8月 2日

出願番号

Application Number:

特願2000-234926

出願人

Applicant(s):

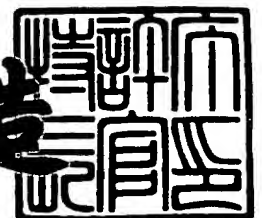
シャープ株式会社



2001年 4月27日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3036403

【書類名】 特許願

【整理番号】 00J02472

【提出日】 平成12年 8月 2日

【あて先】 特許庁長官 及川 耕造 殿

【国際特許分類】 H03D 1/00  
H03D 1/10  
H04B 1/10

【発明の名称】 キャリア検出回路

【請求項の数】 8

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

【氏名】 横川 成一

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

【氏名】 西野 毅

【特許出願人】

【識別番号】 000005049

【氏名又は名称】 シャープ株式会社

【代理人】

【識別番号】 100080034

【弁理士】

【氏名又は名称】 原 謙三

【電話番号】 06-6351-4384

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 003229

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9003082

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 キャリア検出回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信信号に基づいてキャリア検出レベルを作成し、そのキャリア検出レベルを用いてキャリアの有無を検出するようにしたキャリア検出回路において、  
検出すべきキャリア周波数のパルスをグループで検出する検波器と、  
前記検波器によって前記パルスのグループが検出されている時間を積分し、その積分出力を前記キャリア検出レベルとして出力する積分器とを含むことを特徴とするキャリア検出回路。

【請求項 2】

前記受信信号と前記キャリア検出レベルとを比較するにあたって、前記キャリア検出レベルにオフセットを付加するオフセット回路をさらに備えることを特徴とする請求項 1 記載のキャリア検出回路。

【請求項 3】

前記受信信号の振幅レベルが予め定めるレベルを超えると、前記積分器の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路をさらに備えることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のキャリア検出回路。

【請求項 4】

前記急充電回路は、ダイオードで構成されることを特徴とする請求項 3 記載のキャリア検出回路。

【請求項 5】

前記積分器の積分用の容量の電圧をモニタする箇所にバッファを設け、  
前記容量からの放電電流となる前記バッファの入力バイアス電流と、積分器から前記容量への充電電流との比が一定となるように設定されていることを特徴とする請求項 1 ～ 4 の何れかに記載のキャリア検出回路。

【請求項 6】

前記積分器から積分用の容量への充電電流にバーティカル PNP トランジスタのベース電流を使用し、かつ前記バッファの入力バイアス電流に NPN トランジ

スタのベース電流を使用することを特徴とする請求項 5 記載のキャリア検出回路。

【請求項 7】

前記積分器の積分用の容量への微少充放電電流を作成する PNP トランジスタに関連して、寄生光電流補償用のカレントミラー回路を付加することを特徴とする請求項 1 ～ 5 の何れかに記載のキャリア検出回路。

【請求項 8】

前記寄生光電流補償用のカレントミラー回路のエピタキシャルアイランドの面積を、補償されるべき PNP トランジスタのエピタキシャルアイランドよりも大きく形成することを特徴とする請求項 7 記載のキャリア検出回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、いわゆる赤外線リモコンの受信機等のキャリアを含む信号の復調器として好適に実施されるキャリア検出回路に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

図 1 4 は前記赤外線リモコンの受信機 1 の一構成例を示すブロック図であり、図 1 5 はその受信機 1 の各部の波形図である。この受信機 1 は、赤外線の送信コード信号を外付けのフォトダイオード 2 で図 1 5 ( a ) で示すような光電流信号  $I_{in}$  に変換して集積回路化された受信チップ 3 に入力し、該受信チップ 3 で復調した図 1 5 ( d ) で示すような出力信号 RXOUT を、電子機器を制御するマイコン等に出力するものである。前記赤外線信号は、30 ～ 60 kHz 程度の予め定められたキャリアで変調された ASK 信号である。

【 0 0 0 3 】

前記受信チップ 3 内で、前記図 1 5 ( a ) で示す光電流信号  $I_{in}$  は、初段アンプ ( HA ) 4、2 段目アンプ ( 2 n d AMP ) 5 および 3 段目アンプ ( 3 r d AMP ) 6 において順次増幅され、キャリアの周波数に適合されているバンドパスフィルタ ( BPF ) 7 において図 1 5 ( b ) の参照符  $\alpha 1$  で示すようにキャリ

ア成分が取出される。そして、次段の検波回路 8 において前記キャリア成分が参照符  $\alpha 2$  で示す後述するキャリア検出レベル  $D e t$  で検波され、さらに積分回路 9 において図 1 5 (c) の参照符  $\alpha 1 1$  で示すようにキャリアのある時間が積分されて、その積分出力  $I n t$  がヒステリシスコンパレータ 1 0 において参照符  $\alpha 1 2$  で示す予め定めるスレッショレベルと比較されることで、キャリアの有無が判別されて前記図 1 5 (d) で示す出力信号  $R X O U T$  としてデジタル出力される。

#### 【0004】

前記初段アンプ 4 の出力側にはローパスフィルタ 1 1 が設けられており、これによって蛍光灯や太陽光による直流レベルが検出され、次段の 2 段目アンプ 5 では、初段アンプ 4 の直接の出力からその直流レベル分が除去されて増幅されることで、前記蛍光灯や太陽光による影響が除去されている。また、前記初段アンプ 4 に関連して  $A B C C$  回路 1 2 が設けられており、この  $A B C C$  回路 1 2 によって前記ローパスフィルタ 1 1 の出力に対応して初段アンプ 4 の直流バイアスが制御される。さらに、バンドパスフィルタ 7 に関連して  $f o$  トリミング回路 1 3 が設けられており、図示しない分圧抵抗の接続点から引出された端子  $T R M 1 \sim T R M 5$  間の図示しないツェナダイオードがトリミングされることによって、該バンドパスフィルタ 7 の中心周波数  $f o$  が調整される。前記検波回路 8 および積分回路 9 はキャリア検出回路を構成する。

#### 【0005】

図 1 6 は、典型的な従来技術のキャリア検出回路 2 0 の等価回路図である。このキャリア検出回路 2 0 は、検波回路 2 1 および積分回路 2 2 ならびに図示しないヒステリシスコンパレータから構成されており、前記検波回路 2 1 および積分回路 2 2 はそれぞれ前記検波回路 8 および積分回路 9 に対応している。検波回路 2 1 は、電流出力のアンプ 2 3 によって、容量  $C 1$  に電流  $I j$  を充電または電流  $I f$  を放電させることで、キャリアの有無に応じて前記キャリア検出レベル  $D e t$  を決定する回路となっている。図 1 7 に、前記図 1 5 (b) を拡大して示す。すなわち、検波回路 2 1 は、前記参照符  $\alpha 1$  で示すバンドパスフィルタ 6 の出力  $S i g$  と、参照符  $\alpha 2$  で示す前記キャリア検出レベル  $D e t$  とを相互に比較し、

容量C 1を、出力S i gがキャリア検出レベルD e tよりも大きいときは電流I jで充電し、出力S i gがキャリア検出レベルD e tよりも小さいときは電流I fで放電させる。充電する時間は図1 7において参照符t o nで示す時間の総和となり、放電する時間は参照符t o f fで示す時間の総和となる。したがって、この検波回路2 1は、以下の条件を満たすように前記キャリア検出レベルD e tを作成する。

【0 0 0 6】

【数1】

$$\frac{1}{C 1} \int_0^{\text{ton sum}} I j = \frac{1}{C 1} \int_0^{\text{toff sum}} I f \quad \dots (1)$$

( ton sum =  $\Sigma$ ton , toff sum =  $\Sigma$ toff)

【0 0 0 7】

前記時間t o n, t o f fは、図1 7から理解されるように、それぞれ容量C 1への充電時間および放電時間であるので、キャリア検出レベルD e t、すなわち容量C 1の充電電圧に応じて変動し、たとえばキャリア検出レベルD e tが上昇すると、充電時間t o nは減少し、放電時間t o f fは増加する関係にある。したがって、上記式1を満たす条件、すなわち充電電流I jを充電時間t o nで積分した値と、放電電流I fを放電時間t o f fで積分した値とが相互に等しくなるレベルが前記キャリア検出レベルD e tとなる。

【0 0 0 8】

積分回路2 2は、電流出力のアンプ2 4および容量C 2から構成されており、前記バンドパスフィルタ6の出力S i gをキャリア検出レベルD e tと比較し、その比較結果に対応した電流を容量C 2に出力することで、前記のようにキャリアのある時間が積分されて、積分出力I n tとして出力される。

【0 0 0 9】

【発明が解決しようとする課題】

前記キャリア検出レベルD e tは、前記蛍光灯ノイズ等の定常的なノイズが入



力されると上昇してゆく。そして、ノイズに対する誤動作を低減するためには該キャリア検出レベルDetを適正に設定する必要がある、所定の休止期間をあけて送信される送信コードに対して、前記休止期間に前記キャリア検出レベルDetが低下してしまうとノイズを検波してしまうことになる。このため、赤外線リモコンの1つの送信コードは50 msec程度であるので、前記容量C1には前記休止期間以上の長い放電時定数、一般的には100 msec以上とすることが要求される。一方、集積化によるコストの低減等の要求があり、100 pF以下程度の集積化できる容量値を使用することが望まれる。

【0010】

しかしながら、上述のような従来技術では、前記容量C1を前記100 pF以下として、前記100 msec以上の放電時定数を持たせようとする、非常に微少な電流を使用した高インピーダンスな回路となる。たとえば、前記100 pFの容量値で、前記100 msecの時間内でのキャリア検出レベルDetの変動を100 mV以内に抑えようとする、充電や放電の電流Iは、

【0011】

【数2】

$$I = \frac{C \times V}{T} = \frac{100 \text{ (pF)} \times 100 \text{ (mV)}}{100 \text{ (msec)}} = 100 \text{ (pA)} \quad \dots (2)$$

【0012】

となり、非常に微少な電流となる。

【0013】

この微少電流では、トランジスタの応答、ばらつき、受信チップ3への蛍光灯、白熱電球および太陽光等の光の回り込みによる寄生光電流等の影響によって、回路を正常に動作させることは非常に困難である。すなわち、前記高インピーダンスであるために、ノイズに対する応答速度が不足して、前記キャリア検出レベルDetとしてノイズのピークを正確に捉えられず、キャリアを正しく検出できないという問題がある。したがって、前記式1の原理でキャリア検出レベルDe

t を決定すると、容量C 1 を受信チップ3 内に集積化して正常に動作させることは困難である。

## 【0 0 1 4】

本発明の目的は、集積化可能な容量を用いても、高い応答性でキャリアを正しく検出することができるキャリア検出回路を提供することである。

## 【0 0 1 5】

## 【課題を解決するための手段】

本発明のキャリア検出回路は、受信信号に基づいてキャリア検出レベルを作成し、そのキャリア検出レベルを用いてキャリアの有無を検出するようにしたキャリア検出回路において、検出すべきキャリア周波数のパルスグループを検出する検波器と、前記検波器によって前記パルスのグループが検出されている時間を積分し、その積分出力を前記キャリア検出レベルとして出力する積分器とを含むことを特徴とする。

## 【0 0 1 6】

上記の構成によれば、キャリアに重畳されるノイズに対しては検波器が応答し、積分器によって作成されるキャリア検出レベルを上昇させる。一方、前記積分器において、キャリア検出レベルを出力する積分用の容量に、前記キャリアの有無に対応して充放電を行うトランジスタには、キャリア周波数ではなく、ベースバンド成分の周波数に対する応答性があればよく、該トランジスタの応答に対するマージンを確保し、前記容量への充放電電流を微小電流とすることができる。

## 【0 0 1 7】

したがって、前記容量を集積化可能な容量としても、高い応答性でキャリアの有無を検出することができる。

## 【0 0 1 8】

また、本発明のキャリア検出回路は、前記受信信号と前記キャリア検出レベルとを比較するにあたって、前記キャリア検出レベルにオフセットを付加するオフセット回路をさらに備えることを特徴とする。

## 【0 0 1 9】

上記の構成によれば、受信信号がない状態での初期のキャリア検出レベルを一

定電圧に保つことができ、回路雑音や外乱不要ノイズに対する誤動作を低減することができる。

## 【 0 0 2 0 】

さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、前記受信信号の振幅レベルが予め定めるレベルを超えると、前記積分器の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路をさらに備えることを特徴とする。

## 【 0 0 2 1 】

上記の構成によれば、前記キャリア周波数のパルスの先頭のグループが検出されると、前記キャリア検出レベルを速やかに追従させることができ、送信コードの先頭付近で復調される出力パルス幅の歪みを抑制することができる。

## 【 0 0 2 2 】

また、本発明のキャリア検出回路では、前記急充電回路は、ダイオードで構成されることを特徴とする。

## 【 0 0 2 3 】

上記の構成によれば、大振幅時にはダイオードのオン抵抗で充電されるので、単純な回路でキャリア検出レベルの応答を高速化することができ、大振幅時のキャリア検出レベルの追従性を改善することができる。

## 【 0 0 2 4 】

さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、前記積分器の積分用の容量の電圧をモニタする箇所にバッファを設け、前記容量からの放電電流となる前記バッファの入力バイアス電流と、積分器から前記容量への充電電流との比が一定となるように設定されていることを特徴とする。

## 【 0 0 2 5 】

上記の構成によれば、バッファの入力バイアス電流を使用することによって前記放電電流を安定した微小電流とすることができ、長時間の放電時定数を持たせることができるとともに、充電電流と放電電流との比を一定にすることによって、個々のパルスが前記キャリア検出レベルを超えている時間を充電時間とし、下回っている時間を放電時間として、それらの充電時間と放電時間との比率に応じてキャリア検出レベルを決定することができる。

【 0 0 2 6 】

また、本発明のキャリア検出回路は、前記積分器から積分用の容量への充電電流にパーティカルPNPトランジスタのベース電流を使用し、かつ前記バッファの入力バイアス電流にNPNトランジスタのベース電流を使用することを特徴とする。

【 0 0 2 7 】

上記の構成によれば、前記充放電電流にトランジスタのベース電流を使用して、微少で安定した電流を得ることができるとともに、パーティカルPNPトランジスタとNPNトランジスタとの組合わせによって、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流の影響を受けにくくすることができる。

【 0 0 2 8 】

さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、前記積分器の積分用の容量への微少充放電電流を作成するPNPトランジスタに関連して、寄生光電流補償用のカレントミラー回路を付加することを特徴とする。

【 0 0 2 9 】

上記の構成によれば、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流を補償することができ、それによる影響を低減することができる。

【 0 0 3 0 】

また、本発明のキャリア検出回路は、前記寄生光電流補償用のカレントミラー回路のエピタキシャルアイランドの面積を、補償されるべきPNPトランジスタのエピタキシャルアイランドよりも大きく形成することを特徴とする。

【 0 0 3 1 】

上記の構成によれば、前記太陽光や白熱電球等による寄生光電流を十分に補償することができ、補償の誤差による動作不良を低減することができる。

【 0 0 3 2 】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の第1の形態について、図1～図4に基づいて説明すれば、以下

のとおりである。

【0033】

図1は、本発明の実施の第1の形態のキャリア検出回路30の概略的構成を示す図である。このキャリア検出回路30は、検波回路31および積分回路32ならびに図示しないヒステリシスコンパレータから構成されており、前記検波回路31および積分回路32はそれぞれ前記図14の検波回路8および積分回路9に対応しており、バンドパスフィルタ7の出力S i gから検波回路31でキャリア検出レベルD e tを生成し、積分回路32で前記出力S i gを前記キャリア検出レベルD e tと比較し、その比較結果を積分する点は、前記従来のキャリア検出回路20と同様である。

【0034】

注目すべきは、本発明では、検波回路31において、検波器33が検出すべきキャリア周波数のパルスをグループで検出し、そのパルスのグループが存在する時間を積分器34で積分し、積分された出力を前記キャリア検出レベルD e tとすることである。すなわち、前記検波器33は、直接、受信システム全体のキャリア検出レベルD e tを作成するのではなく、そのキャリア検出レベルD e tを生成するために使用される。

【0035】

積分回路32は、電流出力のアンプ35および容量C10から構成されており、前記バンドパスフィルタ7の出力S i gをキャリア検出レベルD e tと比較し、その比較結果に対応した電流を容量C10に出力することで、キャリアのある時間を積分して、積分出力I n tとして出力する。

【0036】

図2は、前記キャリア検出回路30の等価回路図である。検出すべきキャリア周波数のパルスをグループで検出する前記検波器33は、前記出力S i gと前記キャリア検出レベルD e tとの差分を、キャリア周波数に対して充分応答することができる高速で増幅し、電圧出力する高速増幅器41と、その高速増幅器41の出力を整流するダイオードD1と、前記ダイオードD1を介して前記高速増幅器41の出力電圧で充電される容量C11と、前記容量C11を定電流I1で放

電させる定電流源 4 2 とを備えて構成されている。

【 0 0 3 7 】

前記積分器 3 4 は、前記容量 C 1 1 の充電電圧、すなわち前記検波器 3 3 の出力 D e t t と、予め定める基準電圧 V r との差に対応した電流を出力するアンプ 4 3 と、そのアンプ 4 3 の出力電流で充電され、その充電電圧を前記キャリア検出レベル D e t として出力する容量 C 1 2 とを備えて構成されている。

【 0 0 3 8 】

図 3 は、キャリア検出回路 3 0 の動作を説明するための波形図である。高速増幅器 4 1 で、図 3 ( a ) において参照符  $\beta 1$  で示すバンドパスフィルタ 7 の出力 S i g と、参照符  $\beta 2$  で示すキャリア検出レベル D e t との差分が増幅されると、図 3 ( b ) で示すように、ダイオード D 1 の作用によってキャリア周波数のパルスが検出されている期間 W 1 では容量 C 1 1 は充電されて、前記出力 D e t t は高く、パルスが検出されない期間 W 2 になると、前記定電流源 4 2 による放電によって前記出力 D e t t は低下してゆき、零レベルとなる。こうして、期間 W 1 が前記のように検出すべきキャリア周波数のパルスのグループが存在する時間となり、積分器 3 4 は該期間 W 1 を積分し、積分された出力を前記キャリア検出レベル D e t とする。

【 0 0 3 9 】

したがって、本発明では、キャリア検出レベル D e t は、キャリア周波数の振幅レベルやパルス密度によって決定され、前記図 3 ( a ) を図 4 で拡大して示すように、前記期間 W 1 を充電時間 t o n とし、前記期間 W 2 を放電時間 t o f f とし、充電電流を I j とし、放電電流を I f とすると、それぞれの総和が以下の条件を満たすように作成される。

【 0 0 4 0 】

【数 3】

$$\frac{1}{C12} \int_0^{\text{ton sum}} I_j = \frac{1}{C12} \int_0^{\text{toff sum}} I_f \quad \dots (3)$$

( ton sum =  $\Sigma$ ton , toff sum =  $\Sigma$ toff)

【0041】

ここで、前記図17の波形と、図4の波形とを比較すると明らかなように、従来では、キャリア周波数のパルスがキャリア検出レベルDetを超えているか否かで充放電をさせていたのに対して、本発明では、前記パルスがキャリア検出レベルDetを超えているか否かに拘わらず、パルスのグループ毎に充放電させている。

【0042】

このため、キャリア検出レベルDetが信号振幅の上限付近にくる条件のときでも、キャリア検出レベルDetを該信号振幅の上限に維持することができ、正常に回路動作させることができる。前記信号振幅の上限付近にくる条件とは、正規の信号ではない連続的にキャリアが入力されているような状態を示す。この場合、キャリア検出レベルDetの条件で記述した式3において、時間tonの総和が大きいので、該式3を満たすために、検波回路31は、時間tonを減らす方向に動作する。そのためキャリア検出レベルDetが信号の上限へ近付いてゆき、該時間tonを減らして釣合う。これに対して、従来では、連続的にキャリアが検出されていると、前記休止期間がなくなるけれども、充電時間tonと放電時間toffとが交互に発生するので、キャリア検出レベルDetを前記信号振幅の上限に維持することは困難である。

【0043】

こうして、キャリア検出回路30や、該キャリア検出回路30を構成するトランジスタの応答の誤差によるキャリア検出レベルDetの誤差を飛躍的に改善することができる。たとえば、赤外線リモコンの場合、キャリア周波数は標準的に40kHz付近であり、それに対してグループ、すなわちキャリアの包絡線の周

波数は、変調されるコードデータのベースバンド成分であり、1 k H z 程度である。したがって、キャリア検出レベル  $D_{et}$  を作成する部分の応答に対するマージンを1桁以上改善することができる。すなわち、本発明では、キャリア周波数には高速増幅器41が応答し、従来のキャリア検出回路20の電流出力のアンプ23と同様の動作を行うアンプ43は、前記ベースバンド成分の応答速度でよく、高インピーダンスとして、前記電流  $I_j$ 、 $I_f$  として前記のような100 p A オーダーの微少な電流を使用して、長時間の放電時定数を持たせ、充分高精度に動作させることができる。

## 【0044】

ここで、従来の前記容量  $C_1$  が集積化不可能な0.1  $\mu$  F 程度であるのに対して、本発明の容量  $C_{12}$  は100 p F 程度とすることができ、容量  $C_{11}$  も10 p F 程度でよく、 $(C_{11} + C_{12}) : C_1$  の容量比を略1 : 1000程度として、集積化を可能にすることができる。こうして、集積化可能な容量  $C_{11}$ 、 $C_{12}$  を用いても、ノイズに対して高い応答性を確保することができ、キャリアを正しく検出することができる。また、受信チップ3の集積回路を作成するプロセスには、一般的に普及し、充分安価なプロセスを使用することができる。

## 【0045】

本発明の実施の第2の形態について、図5～図7に基づいて説明すれば、以下のとおりである。

## 【0046】

図5は、本発明の実施の第2の形態のキャリア検出回路50の構成を示す図である。このキャリア検出回路50は、前述のキャリア検出回路30に類似し、対応する部分には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する。このキャリア検出回路50では、検波回路51の高速増幅器54または積分回路52のアンプ55の何れかには、参照符56、57で示すオフセット回路が内蔵されている。

## 【0047】

図6は、前記オフセット回路56、57の具体的構成を示す電気回路図である。このオフセット回路56、57は、高速増幅器54またはアンプ55の入力段に設けられ、入力信号  $I_{N+}$ 、 $I_{N-}$  がそれぞれベースに与えられる一対のトラ



ンジスタQ1、Q2と、前記トランジスタQ1、Q2のエミッタに接続される負荷抵抗R1、R2と、前記負荷抵抗R1、R2を介してトランジスタQ1、Q2のエミッタに電流を供給する定電流源F1と、前記トランジスタQ1、Q2のコレクタに接続され、相互に等しい面積でカレントミラー回路を構成するトランジスタQ3、Q4と、前記トランジスタQ1、Q3のコレクタ間の電圧がベースに与えられるトランジスタQ5と、トランジスタQ5のエミッタに定電流を供給する定電流源F2とを備えて構成されている。定電流源F2とトランジスタQ5のコレクタとの接続点から、後続回路への出力OUTが導出される。

【0048】

前記定電流源F1は定電流 $2I_o$ を供給しており、したがってトランジスタQ3、Q4を流れる電流は、共に $I_o$ となる。ここで、 $I_{N+} < I_{N-}$ とし、 $R1 > R2$ に設定すると、入力オフセットVoffは、

$$V_{off} = I_o \times (R1 - R2) \quad \dots (4)$$

であり、たとえば $I_o = 10 \mu A$ とし、 $R1 = 20 k\Omega$ とし、 $R2 = 10 k\Omega$ とすると、 $V_{off} = 100 mV$ となる。

【0049】

このオフセット回路56、57によって、図7において参照符 $\beta 0$ で示すキャリア未検出時のバンドパスフィルタ7の出力Sigの直流レベルに対して、オフセット電圧Voffによって、キャリア検出レベルDetを参照符 $\beta 2a$ で示すように一定電圧に保つことができ、参照符 $\beta 1a$ で示す先頭のキャリアのグループから正確に検出することができる。このオフセット電圧Voffは、前記高速増幅器54またはアンプ55側で付加されるので、バンドパスフィルタ7の出力Sigの直流電圧のバラツキや温度による変動の影響を受けることはない。こうして、受信信号がない状態での初期のキャリア検出レベルDetの回路雑音や外乱不要ノイズに対する誤動作を低減することができる。

【0050】

本発明の実施の第3の形態について、図8～図12に基づいて説明すれば、以下のとおりである。

【0051】

図 8 は、本発明の実施の第 3 の形態のキャリア検出回路 6 0 の構成を示す図である。このキャリア検出回路 6 0 は、前述のキャリア検出回路 3 0 に類似し、対応する部分には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する。このキャリア検出回路 6 0 では、バンドパスフィルタ 7 の出力  $Sig$  の振幅レベルが或るレベルを超えたときに、検波回路 3 1 の積分器 3 4 の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路 6 1 が付加されている。前記急充電回路 6 1 は、前記出力  $Sig$  とキャリア検出レベル  $Det$  との差に対応した電流を出力するアンプ 6 2 と、ダイオード  $D 2$  とを備えて構成されている。

## 【 0 0 5 2 】

また、検波器 3 3 の高速増幅器 4 1 への入力段にはバッファ 6 3, 6 4 が設けられており、前記出力  $Sig$  はバッファ 6 3 を介して高速増幅器 4 1 の反転入力端に与えられるとともにアンプ 3 5 の反転入力端に与えられ、前記積分器 3 4 の出力であるキャリア検出レベル  $Det$  はバッファ 6 4 を介して前記高速増幅器 4 1 の反転入力端に与えられるとともにアンプ 3 5 の反転入力端に与えられる。検波回路 3 1 の積分器 3 4 の積分用容量  $C 1 2$  の電圧をモニタする箇所に付加される前記バッファ 6 4 の入力バイアス電流と、積分器 3 4 からの充電電流  $I f$  との比が一定となるように設計されている。

## 【 0 0 5 3 】

このようにバッファ 6 4 の入力バイアス電流を使用することによって、前記放電電流  $I f$  を安定した微小電流とすることができ、長時間の放電時定数を持たせることができるとともに、前記充電電流  $I f$  と放電電流  $I f$  との比を一定にすることによって、前記式 1 において、充電時間  $t o n$  と放電時間  $t o f f$  との比率に応じてキャリア検出レベル  $Det$  が決定するようになる。すなわち、バッファ 6 4 の入力バイアス電流を使用した場合、キャリア検出レベル  $Det$  を生成する条件式が前述の条件式 1 から若干変化することになる。バッファ 6 4 の入力バイアス電流は、通常一定であるので、積分器 3 4 から充電が行われているときでも常に放電電流  $I f$  が流れていることになる。したがって、実質的な充電電流は、 $I j - I f$  となる。したがって、キャリア検出レベル  $Det$  は以下の条件式に基づくようになる。

【 0 0 5 4 】

【数 4】

$$\frac{1}{C12} \int_0^{\text{ton sum}} (I_j - I_f) = \frac{1}{C12} \int_0^{\text{toff sum}} I_f \quad \dots (5)$$

( ton sum =  $\Sigma$ ton , toff sum =  $\Sigma$ toff )

【 0 0 5 5 】

したがって、充電電流  $I_j - I_f$  と放電電流  $I_f$  との比を一定にすることとなる。このようにして、前述のように充電時間  $t_{on}$  と放電時間  $t_{off}$  との比率に応じてキャリア検出レベル  $D_{et}$  を決定することができる。

【 0 0 5 6 】

さらに、このキャリア検出回路 6 0 では、前記急充電回路 6 1 の入力となる前記出力  $S_{ig}$  とキャリア検出レベル  $D_{et}$  との間には、オフセット回路 6 5 が介在されている。

【 0 0 5 7 】

これによって、図 9 において参照符  $\beta 0$  で示すキャリア未検出時のバンドパスフィルタ 7 の出力  $S_{ig}$  の直流レベルに対して、前記オフセット電圧  $V_{off}$  を生じさせておくことができるとともに、参照符  $\beta 1 a$  で示す先頭のキャリアのグループが検出されると、キャリア検出レベル  $D_{et}$  を参照符  $\beta 2 b$  で示すように速やかに追従させることができる。このため、送信コードの先頭付近で復調された出力パルス幅の歪みを抑制することができる。また、入力のキャリア信号の振幅レベルに応じた電流を印加してもよく、その場合、信号振幅に応じた充電電流が設定されるように構成しておくことで、信号振幅に応じてキャリア検出レベル  $D_{et}$  の追従性を改善することができる。

【 0 0 5 8 】

図 1 0 は、前記急充電回路 6 1 ならびにそれに関連した積分器 3 4 およびバッファ 6 4 の具体的回路例を示す電気回路図である。この構成では、検波器 3 3 の出力  $V_{C1}$  がそのまま積分器 3 4 に入力されるのではなく、その反転出力  $V_{C1}$

$-1$ が入力される場合の例を示している。積分器34において、対を成すトランジスタQN1, QN2のベースには、前記反転出力VC1 $^{-1}$ および基準電圧V<sub>r</sub>がそれぞれ与えられる。トランジスタQN1, QN2のエミッタは定電流源F11を介して接地され、トランジスタQN1のコレクタはハイレベルの電源V<sub>cc</sub>に接続され、トランジスタQN2のコレクタはトランジスタQN3を介して前記電源V<sub>cc</sub>に接続される。前記定電流源F11は、トランジスタQN1, QN2のエミッタから定電流I<sub>j0</sub>を引抜いており、前記反転出力VC1 $^{-1}$ と基準電圧V<sub>r</sub>との差に対応した電流が前記トランジスタQN3のベースから取込まれる。前記トランジスタQN3のベース電流I<sub>j1</sub>は、トランジスタQP1からカレントミラー回路CM1を構成するトランジスタQP3, QP4を介してトランジスタQP2に折返され、該トランジスタQP2のベースから、容量C12へ前記充電電流I<sub>j</sub>が出力される。

【0059】

したがって、積分器34から出力される充電電流I<sub>j</sub>は、前記定電流I<sub>j0</sub>を用いて、

【0060】

【数5】

$$I_j \approx \frac{I_{j0}}{Hfe(QN3)} \times Hfe(QP1) \times \frac{1}{Hfe(QP2)} \quad \dots (6)$$

【0061】

で表される。Hfe(QN3)、Hfe(QP1)、Hfe(QP2)は、それぞれトランジスタQN3、QP1、QP2の電流増幅率である。

【0062】

またバッファ64において、前記容量C12からの放電電流I<sub>f</sub>となるバイアス電流は入力トランジスタQN4のベースに与えられる。前記トランジスタQN4のエミッタは対を成すトランジスタQN5のエミッタとともに定電流源F12を介して接地され、またそれらのトランジスタQN4, QN5のコレクタは相互に等しい面積でカレントミラー回路CM2を構成するトランジスタQP5, Q

P6をそれぞれ介して前記電源Vccに接続される。トランジスタQN5のベースと電源Vccとの間には、ベースが該トランジスタQN5のコレクタと前記トランジスタQP6のコレクタとの間に接続されるトランジスタQN6が介在されており、これらトランジスタQN5のベースおよびトランジスタQN6のエミッタから、前記キャリア検出レベルDetが出力される。

【0063】

このように構成することによって、トランジスタQP2, QN4のベース電流を利用して微少電流Ij, Ifを得て、長時間の時定数を実現しているので、前記のような100pAオーダーの電流で十分高精度に動作させることが可能となる。しかも、集積回路のプロセスは、一般的に普及し充分安価なプロセスを使用して実現することができる。

【0064】

ここで、前記定電流源F12によって引抜かれる電流はIf0であり、したがってトランジスタQN4, QN5のエミッタ電流はIf0/2である。

【0065】

したがって、トランジスタQN4の電流増幅率をHfe(QN4)とすると、前記放電電流Ifは、

【0066】

【数6】

$$I_f = \frac{I_{f0}/2}{H_{fe}(QN4)} \quad \dots (7)$$

【0067】

で表すことができる。

【0068】

したがって、それぞれのトランジスタの整合性がある程度保たれていると仮定すると、容量C12への充電電流Ij-Ifと放電電流Ifとの比Irateは

【0069】

【数 7】

$$\begin{aligned}
 I_{rate} &= \frac{I_j - I_f}{I_f} \\
 &= \frac{\frac{I_{j0}}{Hfe(QN3)} \times Hfe(QP1) \times \frac{1}{Hfe(QP2)} - \frac{I_{f0}/2}{Hfe(QN4)}}{\frac{I_{f0}/2}{Hfe(QN4)}} \\
 &= \frac{\frac{I_{j0}}{Hfe(QN)} - \frac{I_{f0}/2}{Hfe(QN)}}{\frac{I_{f0}/2}{Hfe(QN)}} = \frac{I_{j0} - I_{f0}/2}{I_{f0}/2} \quad \dots (8)
 \end{aligned}$$

【0070】

となる。したがって、定電流源F11, F12による定電流、 $I_{j0}$ ,  $I_{f0}$ の電流比が一定になるように設定することによって、前記のように充放電電流比を一定にすることができる。

【0071】

前記急充電回路61では、対を成すトランジスタQP15, QP16のベースには、前記出力Sigにオフセット回路65によるオフセットが付加されたレベルSigoffおよびキャリア検出レベルDetがそれぞれ与えられる。前記トランジスタQP15, QP16のエミッタは定電流源F12を介して前記電源Vccに接続され、またそれらのトランジスタQP15, QP16のコレクタはカレントミラー回路CM3を構成するトランジスタQN7, QN8をそれぞれ介して接地されている。前記トランジスタQP16, QN8のコレクタ間の接続点の電圧は、ベースおよびコレクタがその接続点に接続されるトランジスタQN9によって取出され、その電圧に対応した電流が、該トランジスタQN9とカレントミラー回路CM4を構成するトランジスタQN10から、このトランジスタQN10と直列に接続されるトランジスタQP11およびそのトランジスタQP11

とカレントミラー回路CM5を構成するトランジスタQP12によって折返されて、前記容量C12に与えられる。

## 【0072】

したがって、前記レベルSigoff, Detの差に対応した電流が容量C12に与えられる。

## 【0073】

一方、赤外線リモコン等の光をセンスするデバイスにおいては、概して、デバイスに光が入射したり、回り込んだりして、集積回路の寄生フォトダイオードを動作させてしまうことは避けられない。この場合、特にPNPトランジスタは注意が必要である。一般的なバイポーラ集積回路では、PNPトランジスタには、特殊な工程を使用せずに容易に生成することができるラテラルPNPトランジスタが使用されることが多い。

## 【0074】

しかしながら、このラテラルPNPトランジスタは、図11(a)で示すように、ベース端子に寄生フォトダイオードを持つ構造となっている。図11(b)にその断面構造図を示す。したがって、図10のような回路で微少電流を使用して、ラテラルPNPを使用すると、光の回り込みによって、設計値通りに動作しない。通常、寄生光電流は最悪数nAあると想定すべきであり、前記のように100pAオーダーの電流を取扱う場合は致命的となる。このため、この図10の構成においては、微少電流を取扱う部分のPNPトランジスタQP2にパーティカルPNPトランジスタを使用する。一方、同様に前記微少電流を取扱うトランジスタQN4は、NPNトランジスタであり、前記寄生光電流による影響は小さい。

## 【0075】

図12にパーティカルPNPトランジスタの断面構造図を示す。この場合でも、光の回り込みによって、寄生フォトダイオードに寄生光電流が発生するけれども、ベース端子の寄生は回り込みの影響を受けにくく、回り込みの影響を受け易い寄生はエピタキシャルアイランドからサブストレートにかけてであり、回路動作への影響は殆どない。これによって、前記100pAオーダーの微少電流を扱

い易くすることができる。

【0076】

一方、図10の構成でラテラルPNPトランジスタを使用しているトランジスタQP3, QP4; QP5, QP6; QP11, QP12から成るカレントミラー回路CM1, CM2, CM5に関しては、それぞれトランジスタQP7, QP8; QP9, QP10; QP13, QP14から成る寄生光電流補償用のカレントミラー回路CM6, CM7, CM8が付加されている。これらのカレントミラー回路CM6~CM8によっても、寄生光電流の影響を低減することができる。

【0077】

すなわち、ラテラルPNPトランジスタを使用しているトランジスタQP3, QP4のベース端子と基板GND（サブストレート）との間の寄生フォトダイオードによって、前記ベース端子から基板GNDへ流れる寄生光電流を、トランジスタQP8からの電流によって補償しており、同様にトランジスタQP5, QP6による寄生光電流をトランジスタQP10からの電流によって補償し、トランジスタQP11, QP12による寄生光電流をトランジスタQP14からの電流によって補償している。

【0078】

ここで、カレントミラー回路CM1, CM2に関しては、微少電流を取扱っている端子VC2に対して、前記寄生光電流の影響は、PNPトランジスタの $H_f e$ 分の1に圧縮されることになるけれども、前記カレントミラー回路CM5に関しては、直接前記寄生光電流の影響を受けることになる。このため、該カレントミラー回路CM5による寄生光電流補償用のカレントミラー回路CM8が付加されているにもかかわらず、光の回り込みの誤差や、該カレントミラー回路CM5の誤差によって、積分器34の出力に影響を与え易い。そこで、その誤差を吸収できるように、寄生光電流補償用のカレントミラー回路CM8における寄生フォトダイオードの有効面積を、保証されるべきカレントミラー回路CM5における寄生フォトダイオードよりも大きくなるようにして、その誤差を吸収できるようにする。具体的には、カレントミラー回路CM8のエピタキシャルアイランドの面積を、カレントミラー回路CM5のエピタキシャルアイランドの面積よりも大



きく形成する。これによって、前記寄生光電流を十分に補償することができ、補償の誤差による動作不良を低減することができる。

## 【 0 0 7 9 】

本発明の実施の第 4 の形態について、図 1 3 に基づいて説明すれば、以下のとおりである。

## 【 0 0 8 0 】

図 1 3 は、本発明の実施の第 4 の形態のキャリア検出回路 7 0 の構成を示す図である。このキャリア検出回路 7 0 は、前述のキャリア検出回路 5 0, 6 0 に類似し、対応する部分には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する。このキャリア検出回路 7 0 では、前記積分回路 5 2 のアンプ 5 5 にはオフセット回路 5 7 が設けられるとともに、バンドパスフィルタ 7 の出力 S i g の振幅レベルが或るレベルを超えたときに、検波回路 7 1 の積分回路 7 4 に一時的に大きな電流を印加する急充電回路 7 2 が付加されている。

## 【 0 0 8 1 】

前記急充電回路 7 2 は前記ダイオード D 2 から構成されており、またアンプ 4 3 の出力側にもダイオード D 3 が設けられている。このように構成することによって、大振幅時にはダイオード D 2 のオン抵抗で充電が行われ、非常に単純な回路で前記急充電が実現され、キャリア検出レベル D e t の応答を高速化することができ、特に大振幅時のキャリア検出レベル D e t の追随性を改善することができる。

## 【 0 0 8 2 】

本発明は、前記赤外線リモコンに限らず、赤外線通信装置や電波による通信装置等におけるキャリアを使用した通信装置の受信機に使用することができる。

## 【 0 0 8 3 】

なお、実開平 7 - 3 3 0 2 0 号には、第 1 のピークホールド回路によってバースト信号に重畳されているキャリアとノイズのピークを保持し、さらに第 2 のピークホールド回路によってノイズレベルを検出し、バースト信号をレベルシフトしたものから前記ノイズレベルを除去することで信号成分のみを半波整流し、その半波成分を鋸波に変換して、さらに基準電圧と比較してピーク検波を行い、波

形整形するバースト信号検波回路が示されている。

【 0 0 8 4 】

この従来技術では、本発明と同様に検波レベルを作成するコンデンサを集積化できるように、2 段のピークホールド回路を使用し、2 段目のピークホールド回路として相互コンダクタンスアンプと差動増幅器で大きな等価抵抗を持たせている。

【 0 0 8 5 】

しかしながら、この従来技術では、キャリアが存在する時間を検出していないので、キャリアが存在する密度には無関係に信号やノイズのピークを検出して、キャリア検出レベル  $D_{et}$  が上がってしまい、送信されるコード信号自体に対する受信感度が低下するという問題がある。

【 0 0 8 6 】

【発明の効果】

本発明のキャリア検出回路は、以上のように、受信信号に基づいてキャリア検出レベルを作成し、そのキャリア検出レベルを用いてキャリアの有無を検出するようにしたキャリア検出回路において、検出すべきキャリア周波数のパルスグループで検出する。

【 0 0 8 7 】

それゆえ、前記キャリアの有無に対応して充放電を行うトランジスタには、キャリア周波数ではなく、ベースバンド成分の周波数に対する応答性があればよく、該トランジスタの応答に対するマージンを確保し、積分用の容量への充放電電流を微小電流とすることができる。

【 0 0 8 8 】

したがって、前記容量を集積化可能な容量としても、高い応答性でキャリアの有無を検出することができる。

【 0 0 8 9 】

また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記受信信号と前記キャリア検出レベルとを比較するにあたって、前記キャリア検出レベルにオフセットを付加する。

【 0 0 9 0 】

それゆえ、受信信号がない状態での初期のキャリア検出レベルを一定電圧に保つことができ、回路雑音や外乱不要ノイズに対する誤動作を低減することができる。

【 0 0 9 1 】

さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記受信信号の振幅レベルが予め定めるレベルを超えると、積分器の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路をさらに備える。

【 0 0 9 2 】

それゆえ、前記キャリア周波数のパルスの先頭のグループが検出されると、前記キャリア検出レベルを速やかに追従させることができ、送信コードの先頭付近で復調される出力パルス幅の歪みを抑制することができる。

【 0 0 9 3 】

また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記急充電回路をダイオードで構成する。

【 0 0 9 4 】

それゆえ、大振幅時にはダイオードのオン抵抗で充電されるので、単純な回路でキャリア検出レベルの応答を高速化することができ、大振幅時のキャリア検出レベルの追随性を改善することができる。

【 0 0 9 5 】

さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、積分用の容量の電圧をモニタする箇所にバッファを設け、前記容量からの放電電流となる前記バッファの入力バイアス電流と、積分器から前記容量への充電電流との比が一定となるように設定する。

【 0 0 9 6 】

それゆえ、バッファの入力バイアス電流を使用することで前記放電電流を安定した微小電流とすることができ、長時間の放電時定数を持たせることができるとともに、充電電流と放電電流との比を一定にすることによって、個々のパルスが前記キャリア検出レベルを超えている時間を充電時間とし、下回っている時間を

放電時間として、それらの充電時間と放電時間との比率に応じてキャリア検出レベルを決定することができる。

【0097】

また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、積分器から積分用の容量への充電電流にパーティカルPNPトランジスタのベース電流を使用し、かつ前記バッファの入力バイアス電流にNPNトランジスタのベース電流を使用する。

【0098】

それゆえ、ベース電流を使用することで微少で安定した電流を得ることができるとともに、パーティカルPNPトランジスタとNPNトランジスタとの組合わせによって、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流の影響を受けにくくすることができる。

【0099】

さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、積分器の積分用の容量への微少充放電電流を作成するPNPトランジスタに関連して、寄生光電流補償用のカレントミラー回路を付加する。

【0100】

それゆえ、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流を補償することができ、それによる影響を低減することができる。

【0101】

また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記寄生光電流補償用のカレントミラー回路のエピタキシャルアイランドの面積を、補償されるべきPNPトランジスタのエピタキシャルアイランドよりも大きく形成する。

【0102】

それゆえ、前記太陽光や白熱電球等による寄生光電流を十分に補償することができ、補償の誤差による動作不良を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の実施の第1の形態のキャリア検出回路の概略的構成を示す図である。

【図2】

図 1 で示すキャリア検出回路の等価回路図である。

【図 3】

前記キャリア検出回路の動作を説明するための波形図である。

【図 4】

図 3 (a) を拡大して示す波形図である。

【図 5】

本発明の実施の第 2 の形態のキャリア検出回路の構成を示す図である。

【図 6】

図 5 で示すキャリア検出回路におけるオフセット回路の具体的構成を示す電気回路図である。

【図 7】

図 5 で示すキャリア検出回路のキャリア検出レベルの変化を説明するための波形図である。

【図 8】

本発明の実施の第 3 の形態のキャリア検出回路の構成を示す図である。

【図 9】

図 8 で示すキャリア検出回路のキャリア検出レベルの変化を説明するための波形図である。

【図 1 0】

図 8 で示すキャリア検出回路における急充電回路ならびにそれに関連した積分回路およびバッファの具体的回路例を示す電気回路図である。

【図 1 1】

ラテラル P N P トランジスタの回路図および構造を示す断面図である。

【図 1 2】

パーティカル P N P トランジスタの構造を示す断面図である。

【図 1 3】

本発明の実施の第 4 の形態のキャリア検出回路の構成を示す図である。

【図 1 4】

赤外線リモコンの受信機の一構成例を示すブロック図である。

【図 1 5】

図 1 4 で示す受信機の各部の波形図である。

【図 1 6】

典型的な従来技術のキャリア検出回路の等価回路図である。

【図 1 7】

図 1 5 ( b ) を拡大して示す波形図である。

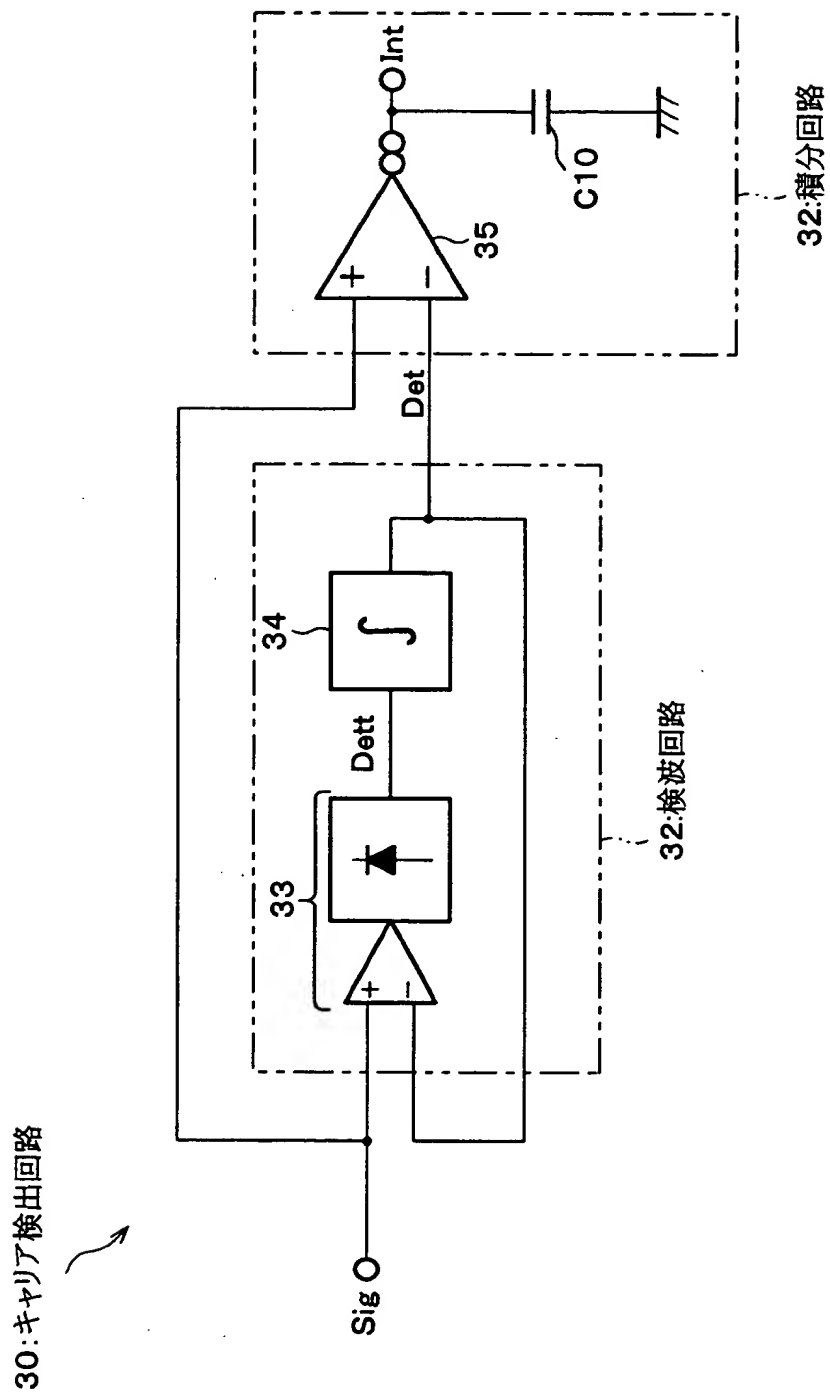
【符号の説明】

- 1 赤外線リモコンの受信機
- 2 フォトダイオード
- 3 受信チップ
- 4 初段アンプ ( H A )
- 5 2 段目アンプ ( 2 n d A M P )
- 6 3 段目アンプ ( 3 r d A M P )
- 7 バンドパスフィルタ ( B P F )
- 8 検波回路
- 9 積分回路
- 1 0 ヒステリシスコンパレータ
- 1 1 ローパスフィルタ
- 1 2 A B C C 回路
- 1 3 f o トリミング回路
- 3 0 , 5 0 , 6 0 , 7 0 キャリア検出回路
- 3 1 , 5 1 , 7 1 検波回路
- 3 2 , 5 2 , 7 4 積分回路
- 3 3 検波器
- 3 4 積分器
- 3 5 , 4 3 , 5 5 , 6 2 アンプ
- 4 1 , 5 4 高速増幅器
- 4 2 定電流源
- 5 6 , 5 7 オフセット回路

6 3, 6 4      バッファ  
6 1, 7 2      急充電回路  
C 1 0, C 1 1, C 1 2      容量  
C M 1 ~ C M 5      カレントミラー回路  
C M 6 ~ C M 8      カレントミラー回路 (寄生光電流補償用)  
D 1 ~ D 3      ダイオード  
F 1, F 2      定電流源  
F 1 1, F 1 2, F 1 3      定電流源  
Q 1 ~ Q 5      トランジスタ  
Q N 1 ~ Q N 1 0      トランジスタ  
Q P 1, Q P 2      トランジスタ  
Q P 3 ~ Q P 1 4      トランジスタ (パーティカル P N P トランジスタ)  
R 1, R 2      負荷抵抗

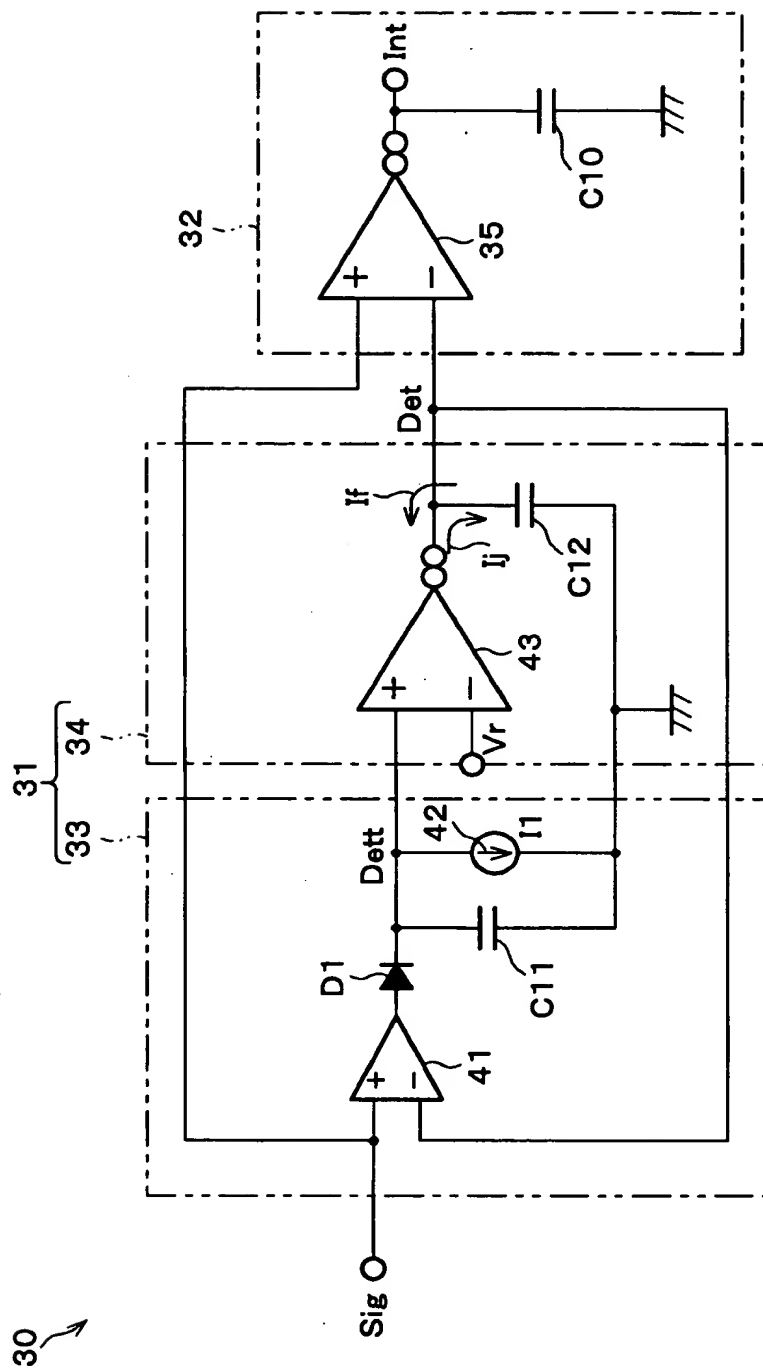
【書類名】 図面

【図 1】

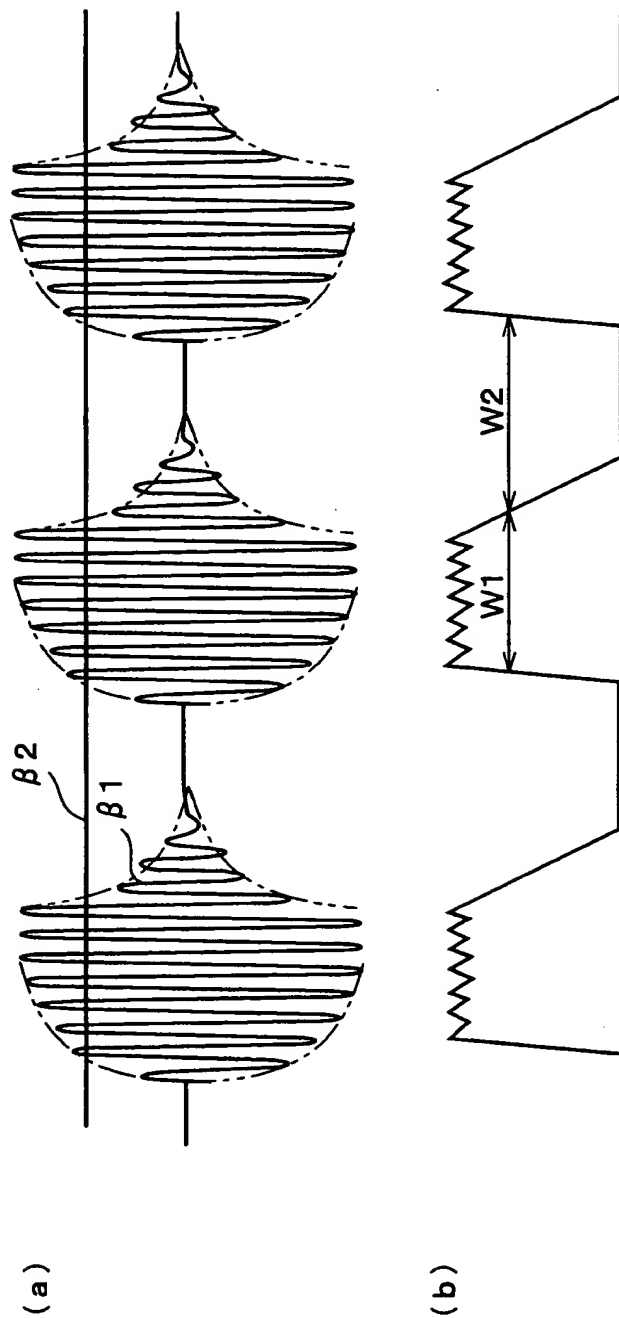




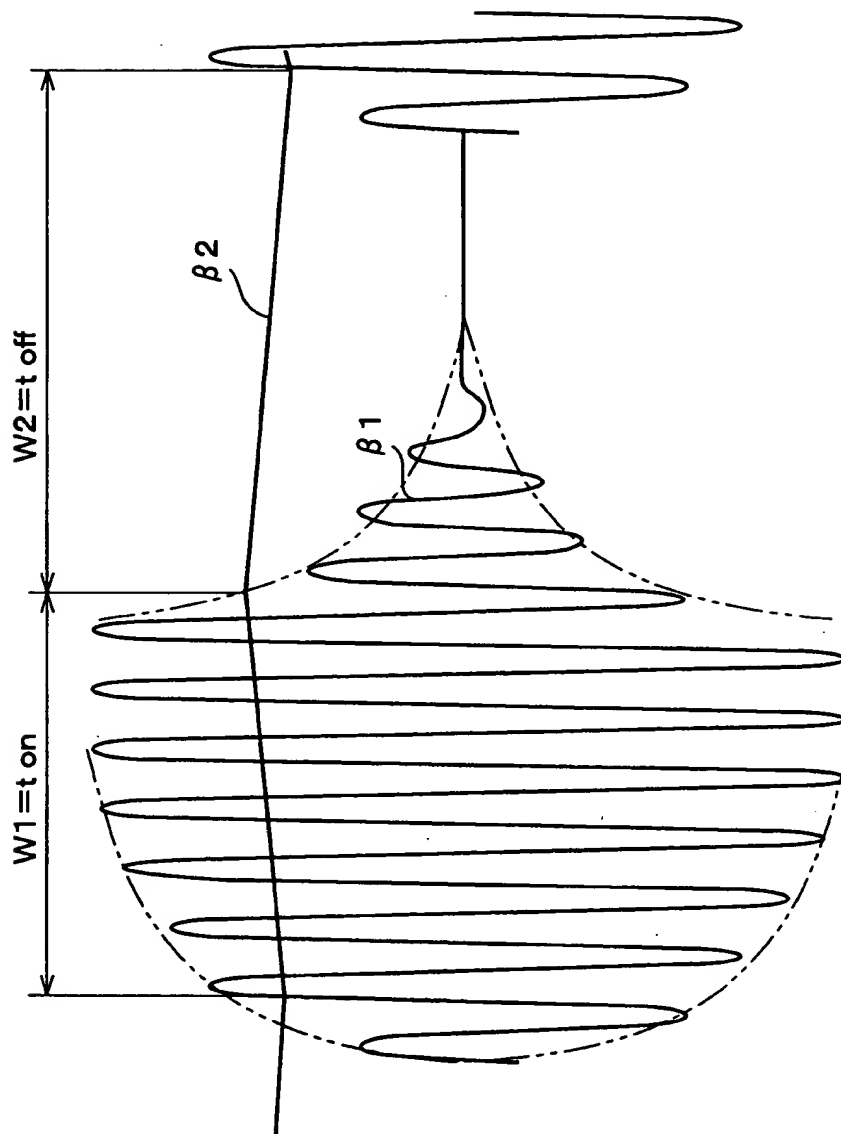
【図 2】



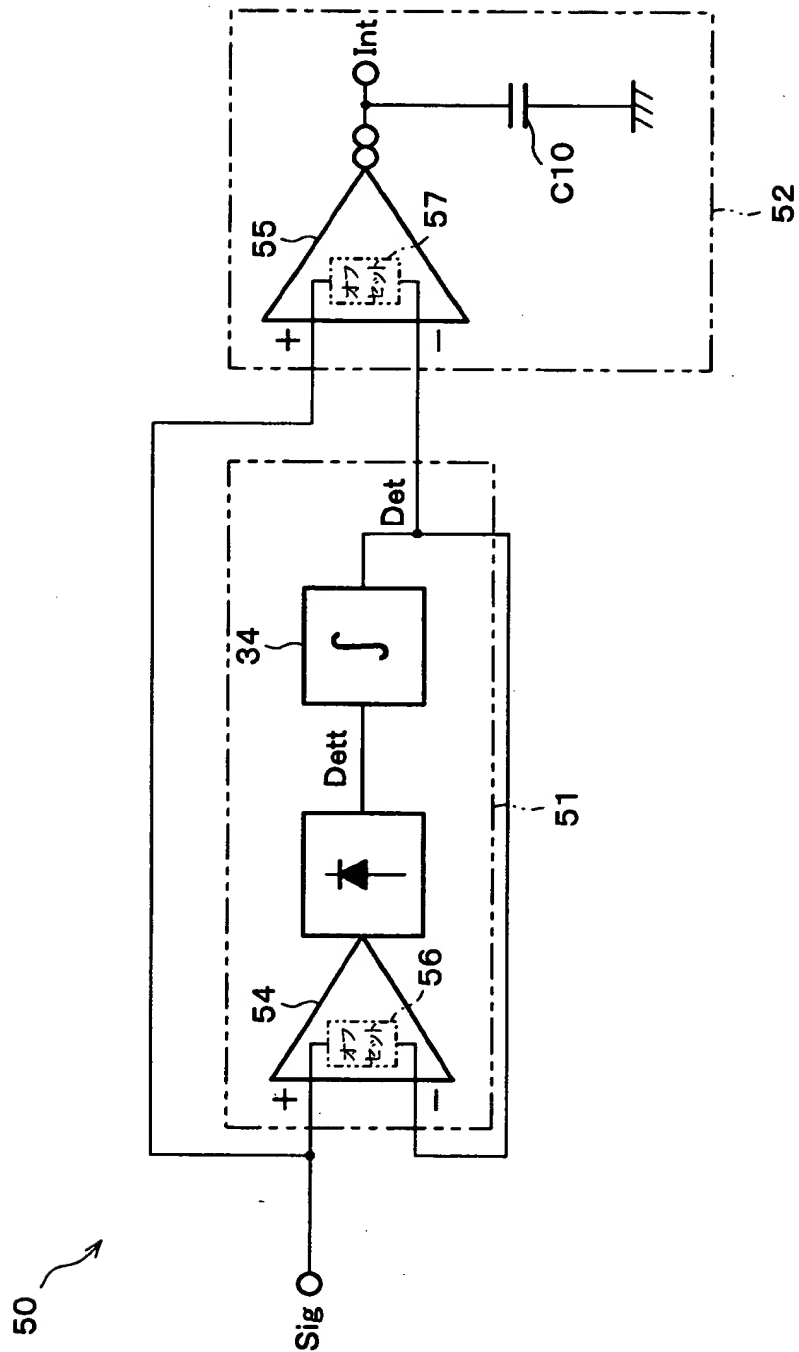
【図3】



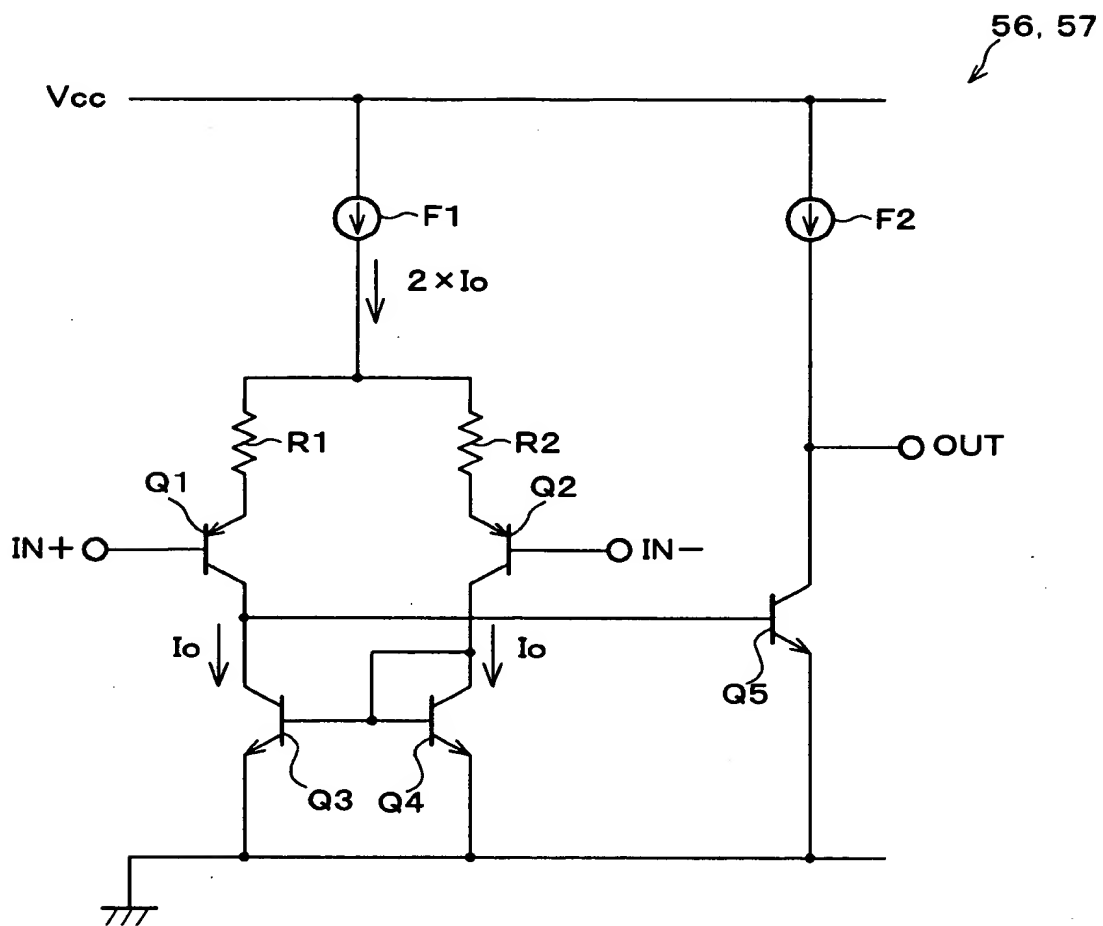
【図 4】



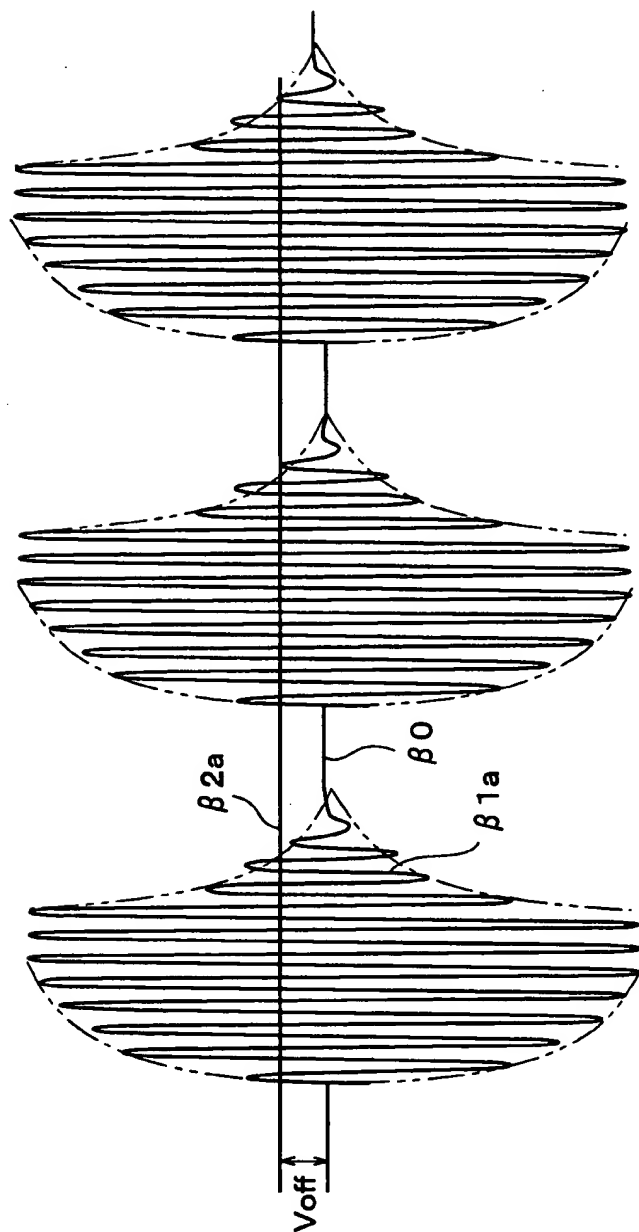
【図 5】



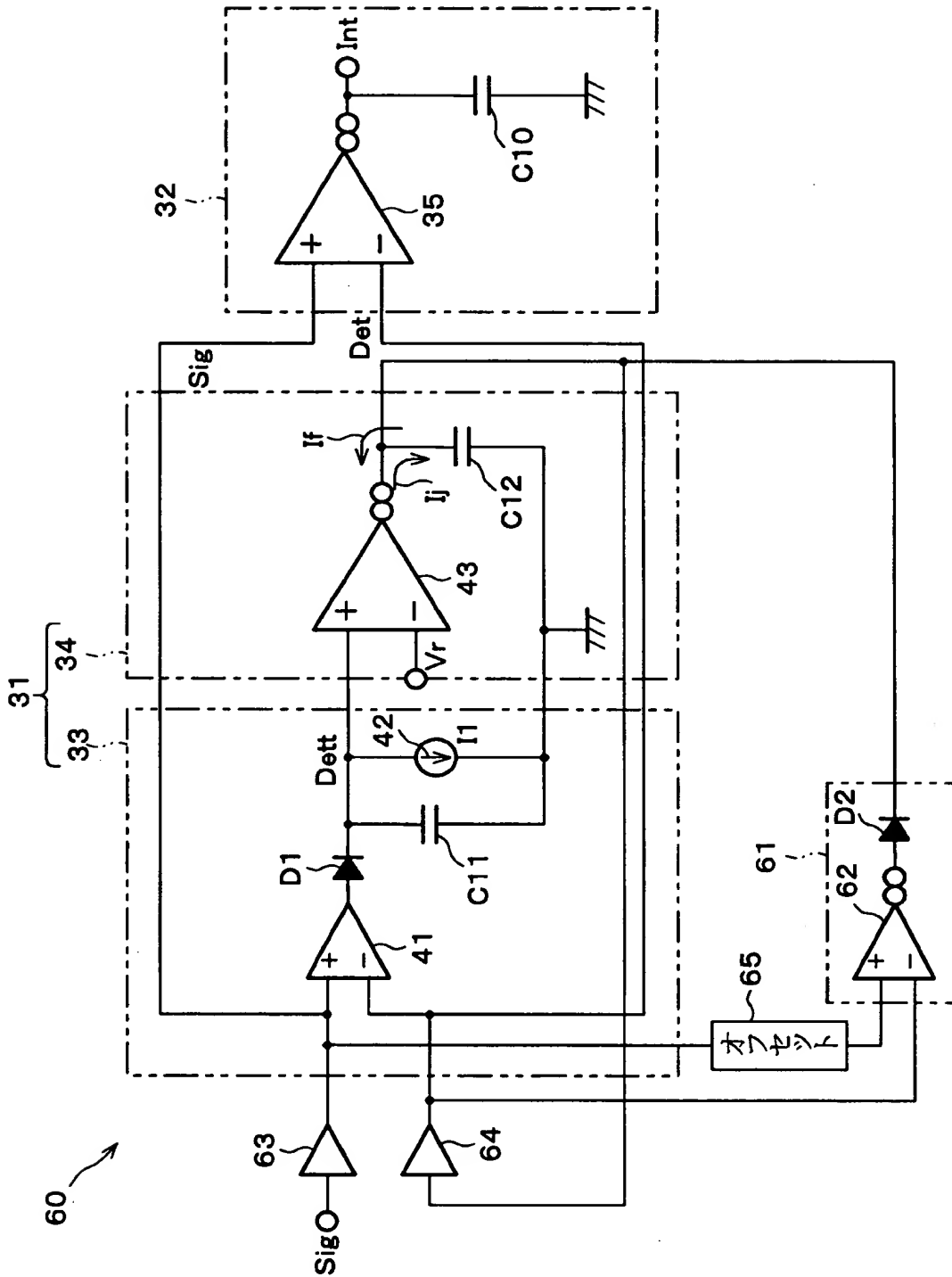
【図 6】



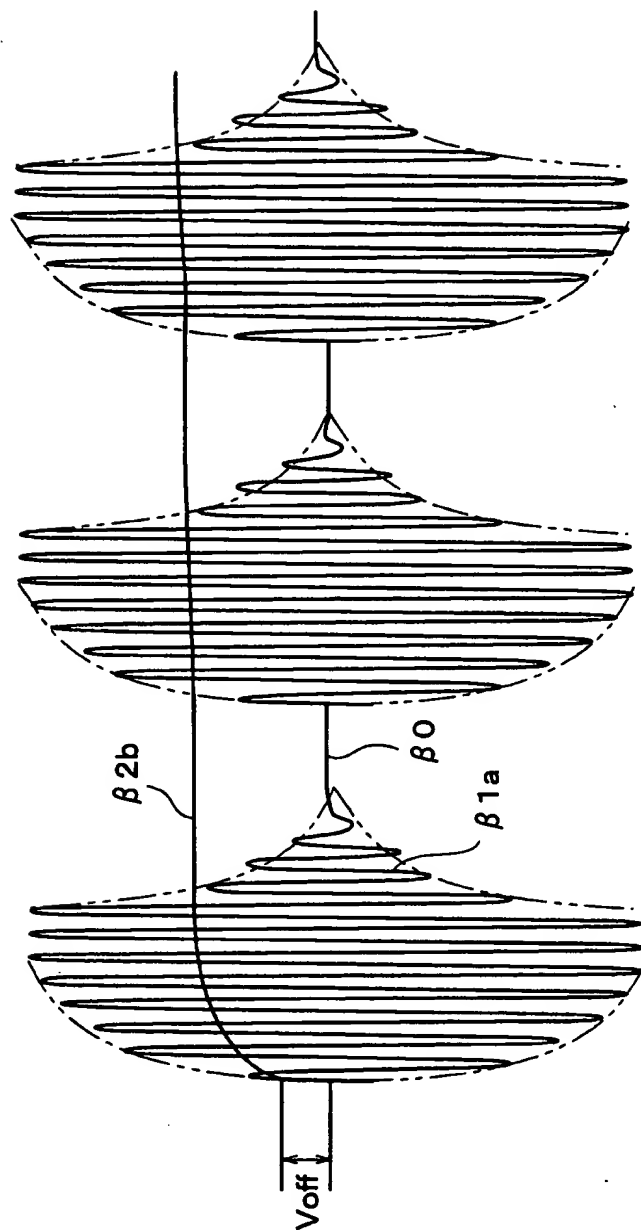
【図 7】



【図 8】

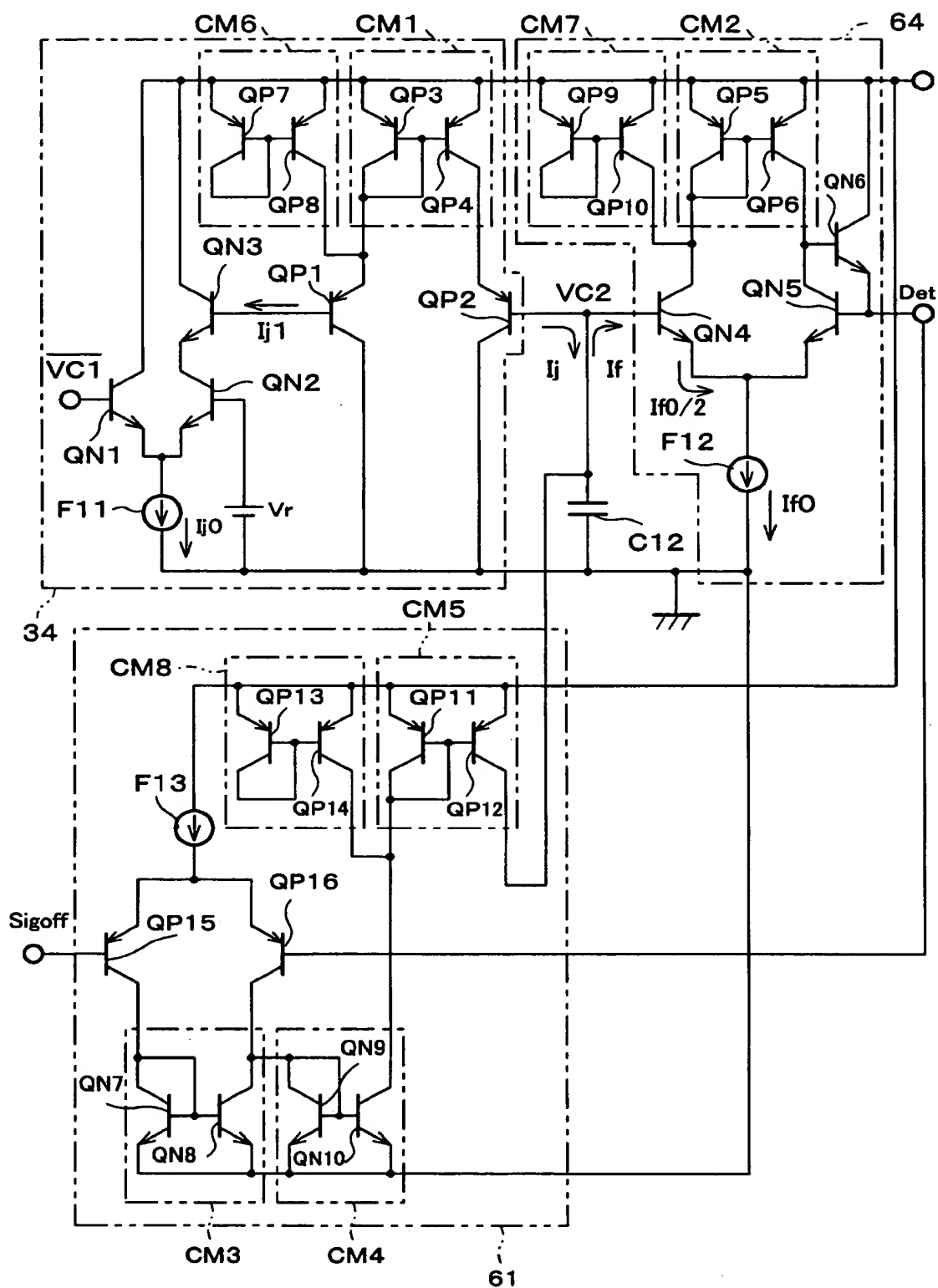


【図9】

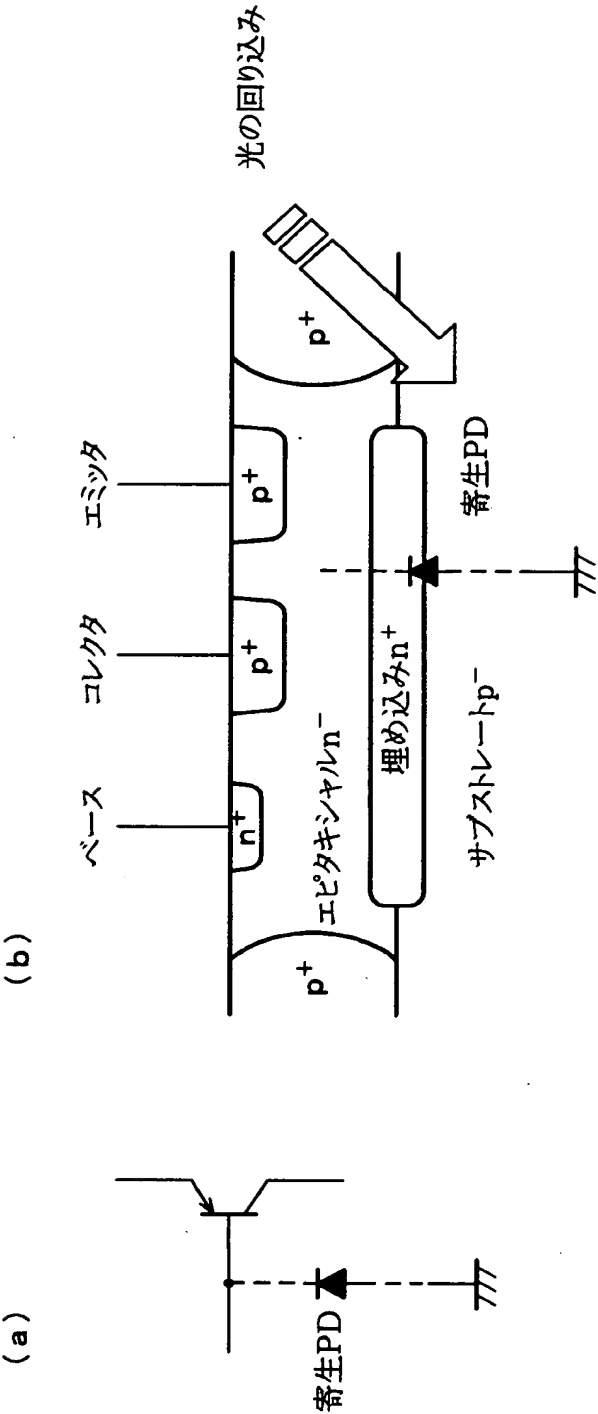




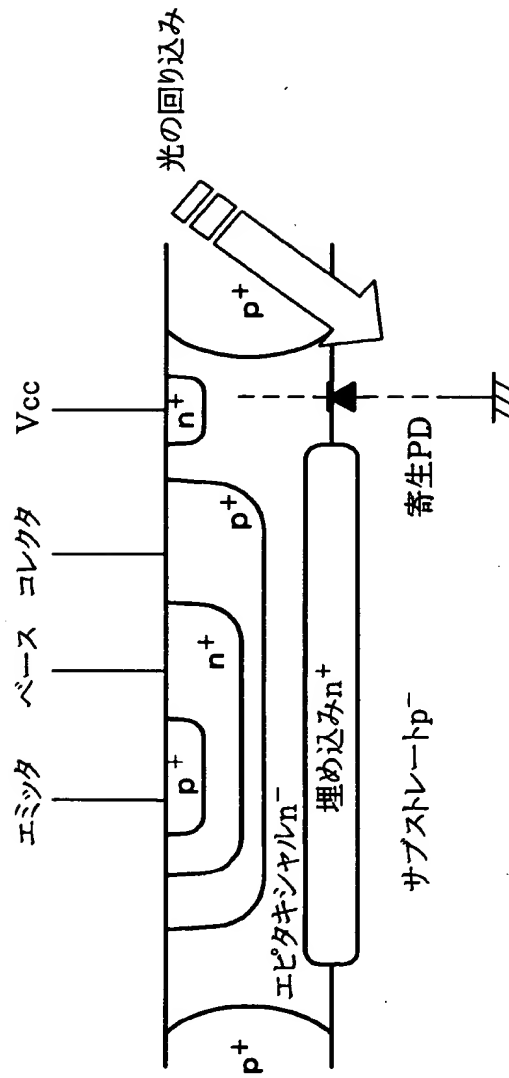
【図10】



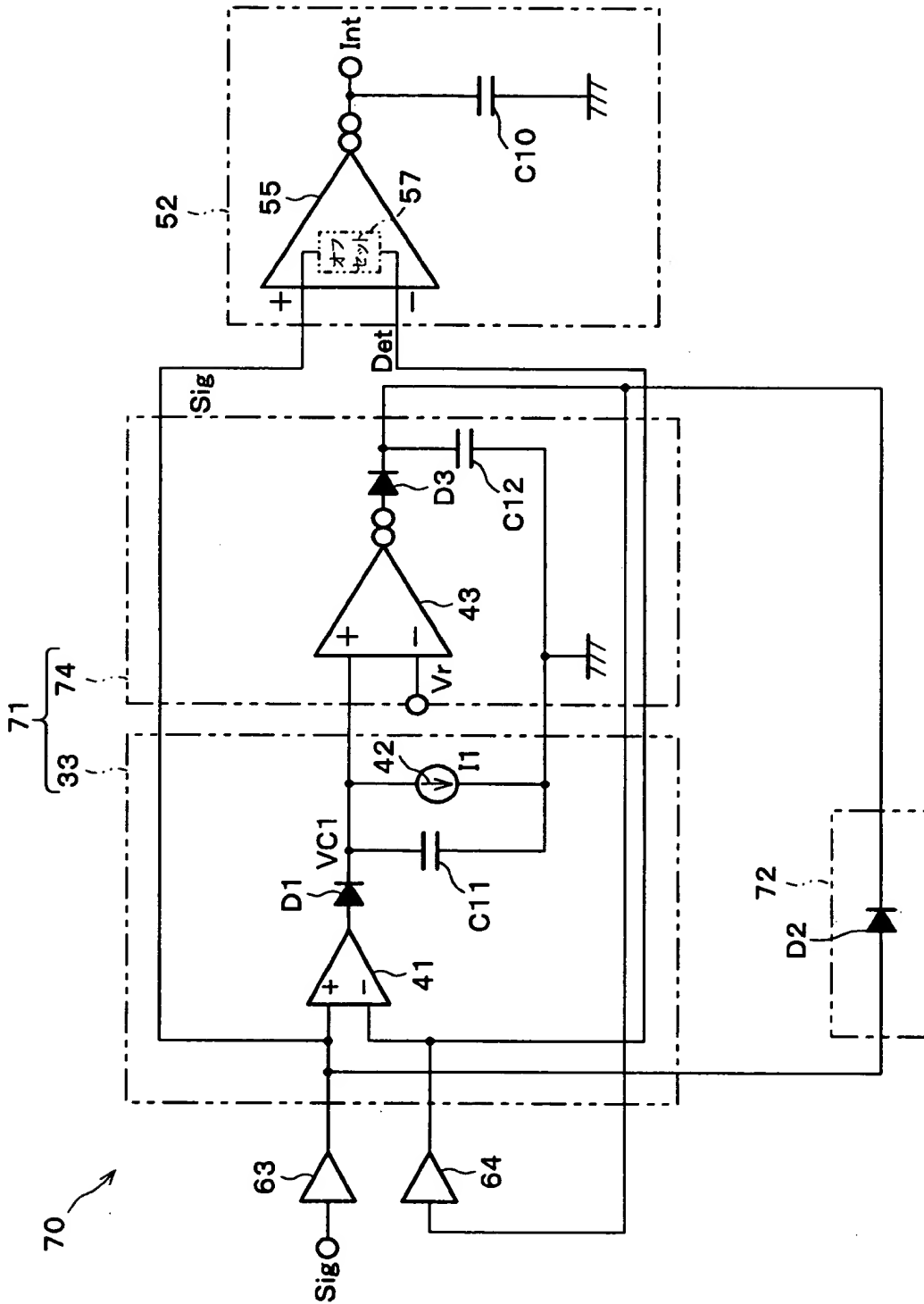
【図 11】



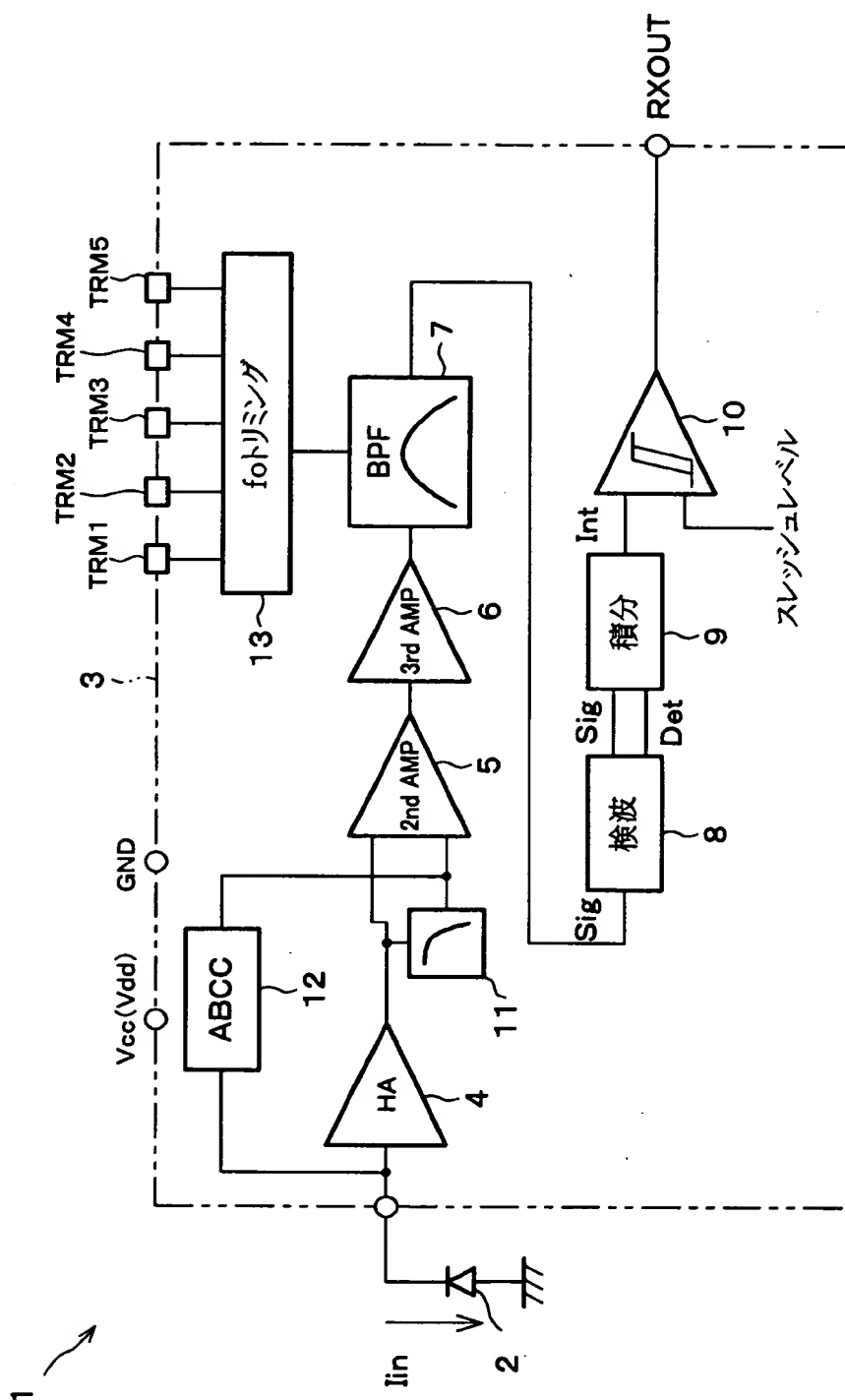
【図 12】



【図 13】



【图 14】

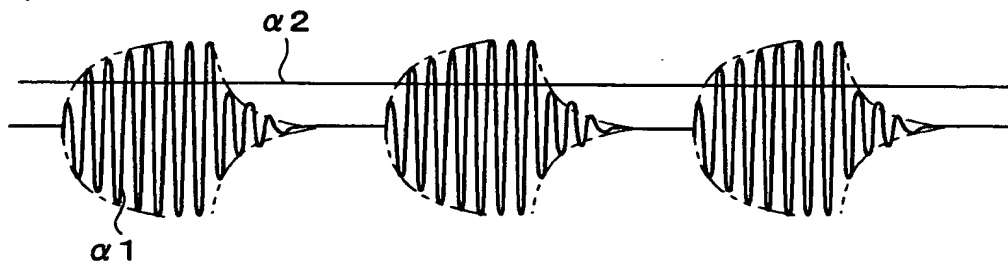


【図 15】

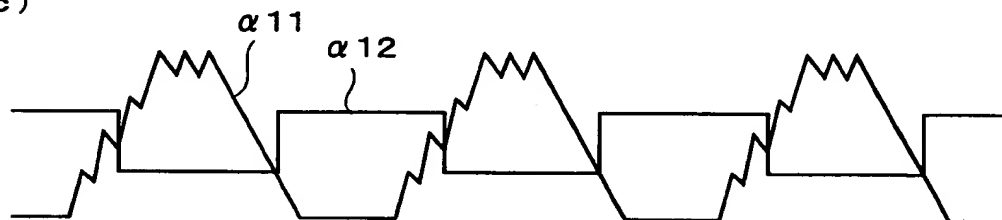
(a)



(b)



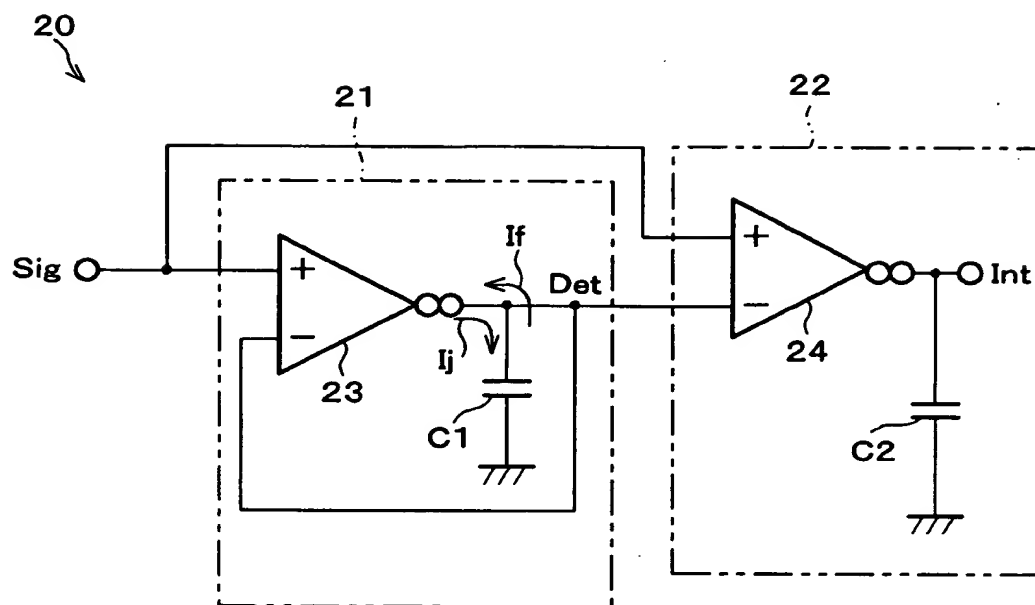
(c)



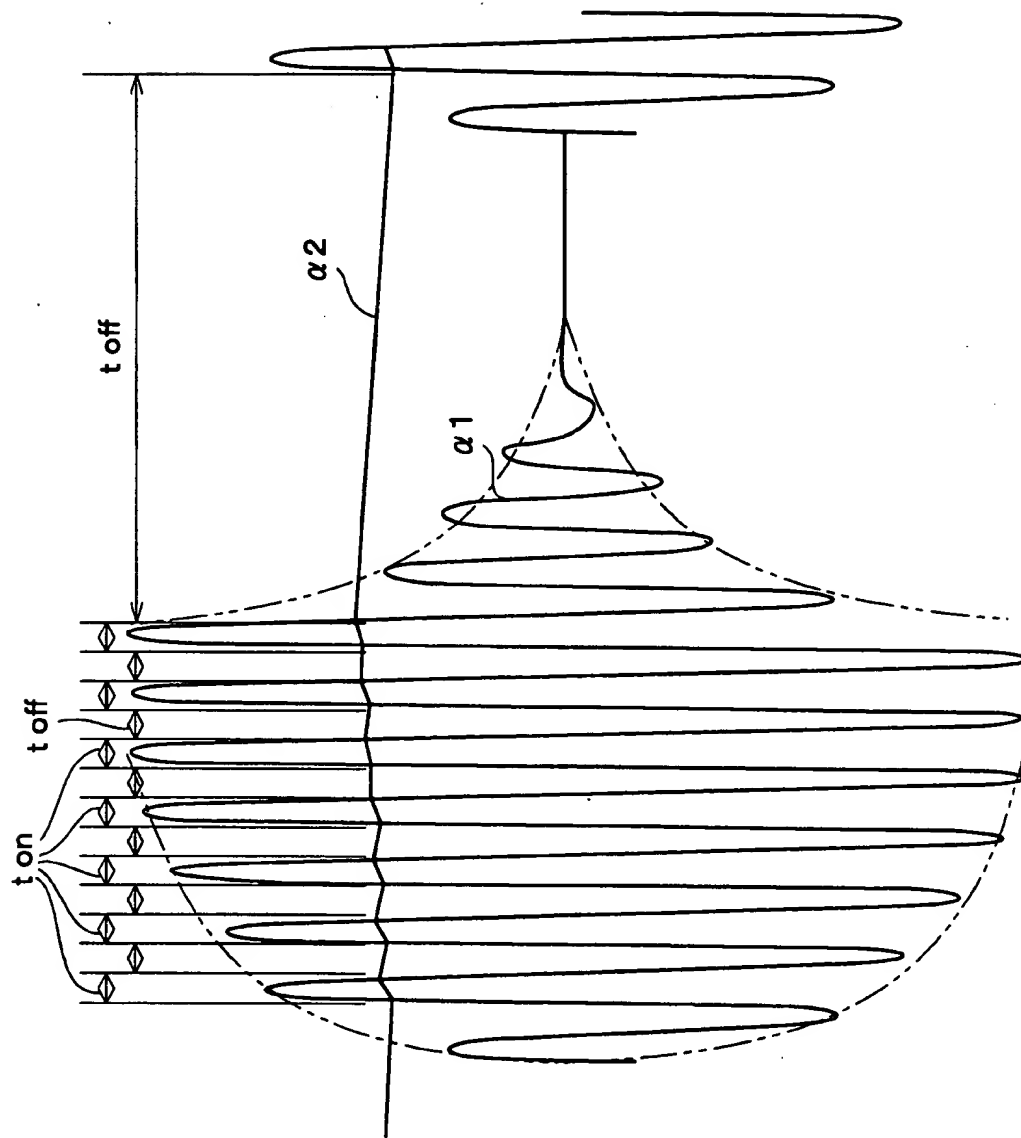
(d)



【図 16】



【図 17】





【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 赤外線リモコンの受信機等で用いられ、受信信号に基づいてキャリア検出レベルDetを作成し、そのレベルDetを用いてキャリアの有無を検出するキャリア検出回路30において、レベルDetを出力する積分用の容量C12を集積化可能な容量としても、キャリアを正しく検出できるようにする。

【解決手段】 検出すべきキャリア周波数のパルスのそれぞれが前記レベルDetを超えたか否かによって容量C12を充放電するのではなく、検波器33によって前記キャリア周波数のパルスをグループで検出し、そのグループが検出されている時間を積分器34で積分することで前記レベルDetを作成する。したがって、積分器34で容量C12に充放電を行うトランジスタには、キャリア周波数ではなく、ベースバンド成分の周波数に対する応答性があればよく、該トランジスタの応答に対するマージンを確保しつつ、容量C12への充放電電流を微少にできる。

【選択図】 図2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005049]

1. 変更年月日 1990年 8月29日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号  
氏 名 シャープ株式会社